

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 01114222 A

(43) Date of publication of application: 02.05.89

(51) Int. Cl.

H04B 7/06

H04B 7/26

(21) Application number: 62272729

(22) Date of filing: 28.10.87

(71) Applicant:

IWATSU ELECTRIC CO LTD

(72) Inventor:

ITO SADA O
FUJIMOTO ATSUSHI

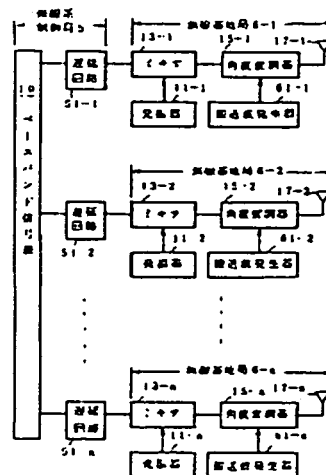
(54) METHOD AND SYSTEM FOR TRANSMISSION DIVERSITY

(57) Abstract

PURPOSE: To improve a signal transmission characteristic through economical apparatus constitution without applying any restriction on a transmission band by transmitting the carrier wave of each transmitting station, installed in each of plural radio zones, after angle-modulating it by the same baseband signal synchronizing with each other.

CONSTITUTION: Different signals such as sine waves having respectively frequencies different from a frequency range, the same baseband signal has, are inputted to the transmitters of radio base stations of the same number as the number N of a repeating zones, among the respective radio base stations 6-1-6-n of a mobile radio system adopting small zone constitution, and are angle-modulated, and a spectrum, the carrier wave has, is previously diffused. The carrier wave having said diffused spectrum is angle-modulated by the baseband signal 10, and is transmitted. Thus, service quality is improved extending over the whole service area of a mobile communication system adopting the small zone constitution, and further, the removal of the restriction on the economical apparatus constitution and the transmission band comes possible.

COPYRIGHT: (C)1989,JPO&Japio



⑫ 公開特許公報(A) 平1-114222

⑪ Int. Cl.⁴

H 04 B 7/06
7/26

識別記号

庁内整理番号

7251-5K
D-6913-5K

⑬ 公開 平成1年(1989)5月2日

審査請求 未請求 発明の数 2 (全11頁)

⑭ 発明の名称 送信ダイバシティ方法とシステム

⑮ 特 願 昭62-272729

⑯ 出 願 昭62(1987)10月28日

⑰ 発 明 者 伊 藤 貞 男 東京都杉並区久我山1丁目7番41号 岩崎通信機株式会社
内
⑱ 発 明 者 藤 本 敦 東京都杉並区久我山1丁目7番41号 岩崎通信機株式会社
内
⑲ 出 願 人 岩崎通信機株式会社 東京都杉並区久我山1丁目7番41号
⑳ 代 理 人 弁理士 内田 公三

明 細 書

1. 発明の名称

送信ダイバシティ方法とシステム

2. 特許請求の範囲

(1) 小ゾーン構成を採用するサービス・エリア内に存在する複数の無線基地手段に同一チャネルの周波数の搬送波を割当てておき、各搬送波を前記各無線基地手段へ分配された同一の通信信号で同時に角度変調する移動通信系において、

くり返しゾーン数をNとすると、N個のゾーンにおける無線基地手段においては、前記角度変調に際し通信信号の有する周波数とは異なる周波数成分を有する正弦波を含むことのある拡散用の信号を重畳し、かつこれらの重畳信号は複数の前記無線基地手段のそれぞれに対し無相関である関係を有することを特徴とする送信ダイバシティ方法。

(2) 前記小ゾーン構成に含まれるすすくとも

1つのゾーンにまとめて2以上の前記無線基地手段を設けるようにした特許請求の範囲第1項記載の送信ダイバシティ方法。

(3) 小ゾーン構成を採用するサービス・エリア内に存在する複数の無線基地手段に同一チャネルの周波数の搬送波を割当てておき、各搬送波を前記各無線基地手段へ分配された同一の通信信号で同時に角度変調する移動通信系において、

くり返しゾーン数をNとすると、N個のゾーンにおける前記同一チャネルの周波数の搬送波を割当てられた無線基地手段が、

それぞれに無相関である関係を有する正弦波を含むことのある拡散用の信号を発生する発生手段と、

前記発生手段の出力である拡散用の信号と前記分配された同一の通信信号を混合するためのミキサ手段と、

前記割当てられた周波数の搬送波を発生するための搬送波発生手段と、

前記搬送波発生手段からの搬送波を前記ミキサ

手段の出力で角度変調するための角度変調手段とを含むことを特徴とする送信ダイバシティ・システム。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は移動無線通信における送信ダイバシティ方法とシステムに関する。とくに、小ゾーン構成を採用した陸上移動通信などにおけるフェージングをともなう無線回線において、フェージングによる影響を軽減して、信号の伝送特性を改善することを目的とした、送信ダイバシティ方法とシステムに関するものである。

〔従来の技術〕

VHF帯あるいはUHF帯を用いる陸上通信における市街地等の電波伝搬特性は、電波が建物やその他の物等により反射、回折、散乱を受けて、多くの経路によって伝搬される、いわゆる多重路伝搬として特徴づけられる。このため、移動体の走行に伴い、受信信号には、ピッチが速く、落ち

こみの深いレイリー・フェージングと呼ばれる影響を受け、伝送品質が劣化するので、これを克服することが高品質の陸上移動通信回線を実現するための最大の問題点となる。

ダイバシティは、このようなレイリー・フェージングを克服するための有効な技術であり、とくに送信ダイバシティは、受信ダイバシティにおいて必要とされる受信レベル情報等のフィードバック・ループを必要としないところから、受信機の構成の簡易化が容易であり、サービス・エリア内に、第7A図および第7B図に示すようにゾーンを構成し、各ゾーンに送信用固定無線局を配置した小ゾーン構成をとるシステムに有効である。

第7A図(a)においては、太線で示したように、くり返しゾーン数Nが12の場合を例示し、(b)においては同様にN=3、(c)においてはN=4、(d)においてはN=7、第7B図(e)においてはN=9、(f)においてはN=25の場合を例示している。

第7A図および第7Bに示すような小ゾーン構成

- 3 -

をとる場合には、同一周波数(同一チャネル)を場所的に離れた所で再利用している。これは同図中においては、N個の小ゾーンの集合である基本群を太線で表わしているが、1つの基本群と他の基本群とに含まれた小ゾーンにおいて同一の無線チャネルを使用していることを斜線を用いて示している。この斜線で示した2つの小ゾーンが同一の無線チャネルを使用しても干渉妨害が実質的に発生しないことを示している。

どの程度離れて同一の無線チャネルを再使用することができるかは、使用周波数帯、サービスエリア内の地形、地物の状態に依存する電波伝搬特性、システム条件等で異なるが、再利用可能の条件として図示のくり返しゾーン数Nがよく利用されている。

このような送信ダイバシティとして、種々の技術が開発されている。とくに近年ディジタル移動通信が盛んになるにともない、被変調信号がディジタルの場合にのみ適用される技術として、

(1) 周波数オフセット

(2) 変調指数オフセット、および

(3) 変調波形オフセット

等のダイバシティが提案されている。

〔発明が解決しようとする問題点〕

しかしながら、上記の(1)~(3)の技術には、つぎにのべるような技術的困難性があった。即ち、(1)の周波数オフセットについては、伝送帯域幅が移動体通信の場合16KHzと狭隘であり、周波数オフセット量を大きくとると、伝送帯域外に信号周波数成分が出てしまい、効果が減殺される。(2)の変調指数オフセットおよび(3)の変調波形オフセットについては、伝送信号に加えるオフセット量の時間変化を制御する必要がある点で高度な制御回路を要し、コストが高くなるという問題点があった。

さらに距離的に離れた各送信局の搬送波周波数は同一チャネルであっても若干異なっているのが普通であり、これを完全に同一周波数とするには、位相同期法など複雑な回路を必要とする欠点があった。

- 5 -

- 6 -

〔問題点を解決するための手段〕

本発明ではこれらの欠点を除去するために、互いに同期した同一ベースバンド信号により複数の無線ゾーンのそれぞれに設置された各送信局の搬送波を角度変調して送信することにした。

また各送信局の搬送波周波数は同一チャネルである必要はあるものの、完全に同一周波数である必要性を除外することが可能となった。

さらに小ゾーン構成をとる場合には、システムにより定められるくり返しゾーン数 N に対応するだけの種類の、同一のベースバンド信号の有する周波数範囲とは異なる周波数を有する正弦波などの別の信号を準備することにした。

〔作用〕

小ゾーン構成を採用した移動無線システムの各無線基地局のうち、くり返しゾーン数 N と同数の無線基地局の送信機（これら送信機の搬送波周波数は互いに完全に同一とはいえない）に対しては、それぞれ同一のベースバンド信号の有する周波数範囲とは異なる周波数を有する正弦波などの別の

信号（これらの信号はそれぞれ振幅、周波数成分は異なるが平均電力はそれぞれ、ほぼ等しいものとする。以下拡散信号と称する。）を入力させることにより、角度変調し、搬送波の有するスペクトルを拡散させておき、この拡散したスペクトルを有する搬送波をベースバンド信号により角度変調して送信することとした。その結果、小ゾーン構成を採用した移動通信システムのサービス・エリア全域にわたりサービス品質が向上し、さらに経済的な機器構成および伝送帯域上の制限の除去が可能となった。

〔実施例〕

第1図は、本発明の一実施例の複局同時送信方式のうち、無線基地局が n 局の場合の送信局側の回路構成図である。無線基地局6-1、6-2、…、6- n と無線系制御局5が図のごとく配置され、無線基地局6-1と6-2等の間の相対距離は、数100mから数10km程度と用途により広い範囲で使用される。また無線系制御局5は、無線基地局6-1、6-2、…、6- n と同一場所

- 7 -

に設置されることもある。無線系制御局5には、各無線基地局6-1、6-2、…、6- n へ、ベースバンド信号源10の信号を同相で送出するために、線路長差を補償する遅延回路51-1、51-2、…、51- n が具備されている。

各無線基地局6-1、6-2、…、6- n には、第1図に示す回路が具備されている。11-1、11-2、…、11- n は、それぞれ角周波数が ω_1 、 ω_2 、…、 ω_n の拡散用の発振器、13-1、13-2、…、13- n はミキサ、15-1、15-2、…、15- n は角度変調器、61-1、62-2、…、62- n は搬送波発生器であり、その発振角周波数は ω_{c1} 、 ω_{c2} 、…、 ω_{cn} である。ただし ω_{c1} 、 ω_{c2} 、…、 ω_{cn} は同一無線チャネルとする。17-1、17-2、…、17- n は送信アンテナである。

第2図は本発明に使用することのできる、従来からある受信局の回路構成図であって、20は受信アンテナ、22はバンドパス・フィルタ、23はリミタ、25はエネルギー検波するディスクリ

- 8 -

ミネーター、26はローパス・フィルタ、27は復号器、28はデータ出力端子である。

第1図に示した本発明のシステムは、たとえば第7A図(a)のくり返しゾーン数 $N=12$ のようなゾーン構成で用いられ、各ゾーンに1個または複数個の無線基地局がそれぞれ配置される。

同図第7A図(a)において左下部の斜線を入れられた正六角形を含み太黒線で囲まれた12個のゾーンからなる基本群が、くり返しゾーン数 $N=12$ のうち左下部の斜線を入れられた正六角形の小ゾーンで使用される無線チャネルと全く同一の無線チャネルが、同図中央部の別の基本群の斜線を入れられた正六角形の小ゾーンで使用された場合でも、電波伝搬特性およびシステム設計条件等から、干渉妨害が実際に無視できることを示している。

発振器11-1~11- n から出力される拡散信号は、もし、くり返しゾーン数($N=12$)より少ない種類を用いると、 $N=12$ 個の無線基地局のうち、いずれかすくなくとも2つの無線基地

- 9 -

-127-

- 10 -

局6の各ミキサ13の変調入力用拡散信号として全く同一の信号(同一周波数、同一振幅成分)を用いねばならなくなる。この場合にはダイバシティ効果は得られなくなる。また逆に、くり返しゾーン数Nより多数の種類の拡散信号を用意したとしても、くり返しゾーン数Nに見合う無線基地局6には、それぞれ異なる拡散信号による変調により、ダイバシティ効果が得られるが、余分の数の拡散信号は、基本群以外に設置されている無線基地局で使用せざるを得なくなる。すると、たとえば第7A図(a)の左下部の黒太線内のサービス・エリアに居る移動無線機は、12個の無線基地局6から送出される送信信号を受信し、所期の送信ダイバシティ効果が得られるが、隣の基本群内に設置されている無線基地局から送信される信号は、電波伝搬特性上の減衰を受け、良好に受信できず、したがって、別の種類の拡散信号を用いても、所期の効果は得られず無駄ということになる。

第7A図および第7B図の(b)~(f)に示

- 11 -

$$\beta_2 = \int (m(t) + a_2 \sin \Phi_2) dt \quad (4)$$

ここで、

$$\Phi_1 = \omega_1 t + \alpha_1 \quad (5)$$

$$\Phi_2 = \omega_2 t + \alpha_2 \quad (6)$$

であり、

ω_{c1}, ω_{c2} : 搬送角周波数

a_1, a_2 : 重畳波の振幅

ω_1, ω_2 : 重畳波の角周波数

α_1, α_2 : 重畳波の位相

である。このとき、リミタ23の出力における受信信号 $s(t)$ は、次式で表わされる。

$$s(t) = \sum_{i=1}^2 R_i C_i \cos((\omega_{ci} t + \beta_i) + \theta_i) \quad (7)$$

ここで、 R_i および θ_i はレイリー・フェージングの存在下におけるアンテナ17および18からの受信電波の、それぞれの振幅と位相である。

このときのディスクリミネータ25に出力される平均受信電力 ε は、(7)式の $s(t)$ の2乗平

均ように、くり返しゾーン数 $N=3, 4, 7, 9, 25$ を用いる場合には、拡散信号も、それぞれ3, 4, 7, 9, 25種類を準備する必要がある。さらに、1つのゾーン内に複数の無線基地局6を設置する場合には、さらに多くの種類の拡散信号を準備する必要がある。

つぎに本発明の動作を数式を用いて説明する。

但し、無線基地局6-1および6-2から本発明の手段を用いて送信される信号を、移動無線機で受信した場合の動作を説明する。

ベースバンド信号源10のベースバンド信号を $m(t)$ とし、ベースバンド信号のスペクトルとは異なる周波数の正弦波を重ねると、送信アンテナ17-1, 17-2から放射される電波は、それぞれ、

$$C_1 \cos(\omega_{c1} t + \beta_1) \quad (1)$$

$$C_2 \cos(\omega_{c2} t + \beta_2) \quad (2)$$

ただし、

$$\beta_1 = \int (m(t) + a_1 \sin \Phi_1) dt \quad (3)$$

- 12 -

均となるから、

$$\varepsilon = (R_1^2 C_1^2 + R_2^2 C_2^2) / 2 + R_1 R_2 C_1 C_2$$

$$\times T^{-1} \int_0^T \cos((\omega_{c1} - \omega_{c2}) t + \psi_1 - \psi_2 + \theta_1 - \theta_2) dt \quad (8)$$

ここで、

$$\psi_1 = - (a_1 / \omega_1) \cos \Phi_1$$

$$\psi_2 = - (a_2 / \omega_2) \cos \Phi_2$$

(8)式の T は、データの繰り返し周期、すなわち、データ信号のクロックの周期である。

ここで、つぎの条件を与えてみる。

$$\omega_1 T = 2p\pi$$

$$\omega_2 T = 2q\pi$$

で、かつ p と q は互いに素。

この条件下での平均受信電力 ε は、次式で与えられる。

$$\varepsilon = (R_1^2 C_1^2 + R_2^2 C_2^2) / 2$$

- 13 -

- 14 -

$$+R_1 R_2 C_1 C_2 (A \cos \theta + B \sin \theta) \quad (9)$$

となる。ただし

$$\theta = \theta_1 - \theta_2$$

であり、A、Bは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} A = & (P / (2\pi\delta)) \sin 2\pi\delta \\ & + \delta Q \sin 2\pi\delta + \delta R (1 - \cos 2\pi\delta) \\ & + \delta S \sin 2\pi\delta + \delta T (1 - \cos 2\pi\delta) \end{aligned} \quad (10-1)$$

$$\begin{aligned} B = & (P / (2\pi\delta)) (1 - \cos 2\pi\delta) \\ & - \delta R \sin 2\pi\delta + \delta Q (1 - \cos 2\pi\delta) \\ & - \delta T \sin 2\pi\delta + \delta S (1 - \cos 2\pi\delta) \end{aligned} \quad (10-2)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \delta = & (\omega_{c1} - \omega_{c2}) T / (2\pi) \\ P = & J_0(a_1 / \omega_1) J_0(a_2 / \omega_2) \\ & + 2 \sum_{\ell} (-1)^{\ell} (p+q)/2 \\ & \times J_{\ell q}(a_1 / \omega_1) J_{\ell p}(a_2 / \omega_2) \end{aligned}$$

但し、 ℓ は0または正の整数であり、 J_k はk次のベッセル関数を表わす。

$$Q = -\pi^{-1} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{m+n}$$

$$\begin{aligned} & \times J_{2m}(a_1 / \omega_1) \\ & \times J_{2n}(a_2 / \omega_2) \\ & \times [((2pm + 2qn)^2 - \delta^2)^{-1} \\ & + ((2pm - 2qn)^2 - \delta^2)^{-1}] \end{aligned}$$

$$- \pi^{-1} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{m+n}$$

$$\begin{aligned} & \times J_{2m+1}(a_1 / \omega_1) \\ & \times J_{2n+1}(a_2 / \omega_2) \\ & \times [((2m+1)p \\ & + (2n+1)q)^2 - \delta^2)^{-1} \\ & + ((2m+1)p \\ & - (2n+1)q)^2 - \delta^2)^{-1}] \end{aligned}$$

- 16 -

- 15 -

$$R = -\pi^{-1} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{m+n}$$

$$\begin{aligned} & \times J_{2m+1}(a_1 / \omega_1) \\ & \times J_{2n}(a_2 / \omega_2) \\ & \times [((2m+1)p \\ & + 2nq)^2 - \delta^2)^{-1} \\ & + ((2m+1)p \\ & - 2nq)^2 - \delta^2)^{-1}] \end{aligned}$$

$$- \pi^{-1} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{m+n}$$

$$\begin{aligned} & \times J_{2m}(a_1 / \omega_1) \\ & \times J_{2n+1}(a_2 / \omega_2) \\ & \times [((2mp \\ & + (2n+1)q)^2 - \delta^2)^{-1} \\ & + ((2mp \\ & - (2n+1)q)^2 - \delta^2)^{-1}] \end{aligned}$$

$$S = -\pi^{-1} \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m [J_0(a_1 / \omega_1)$$

$$\begin{aligned} & \times J_{2m}(a_2 / \omega_2) \\ & \times (4p^2 m^2 - \delta^2)^{-1} \\ & + J_0(a_2 / \omega_2) J_{2m}(a_1 / \omega_1) \\ & \times (4q^2 m^2 - \delta^2)^{-1}] \end{aligned}$$

$$T = -\pi^{-1} \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m [J_0(a_2 / \omega_2)$$

$$\begin{aligned} & \times J_{2m+1}(a_1 / \omega_1) \\ & \times ((2m+1)^2 p^2 - \delta^2)^{-1} \\ & - J_0(a_1 / \omega_1) J_{2m+1}(a_2 / \omega_2) \\ & \times ((2m+1)^2 q^2 - \delta^2)^{-1}] \end{aligned}$$

ここで、(9)式の平均受信電力 ε を受信帯域幅の雑音電力Nで規格化したものを γ とおくと、 γ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \gamma = & \varepsilon / N = r_1 + r_2 + (r_1 r_2)^{1/2} \\ & \times (A \cos \theta + B \sin \theta) \end{aligned} \quad (11)$$

- 17 -

- 18 -

ここで、 r_1 および r_2 は、それぞれ、送信アンテナ17、および18からの受信波の搬送波電力対雑音電力比(CNR)であり、レイリー・フェージングの存在下では指数分布に従う確率変数である。

非フェージング時の搬送波電力対雑音電力比が r のときのビット誤り率 $P_{es}(r)$ はCNRの関数として次式で表わされる。

$$P_{es}(r) = (1/2) \exp(-cr) \quad (12)$$

ここで c は、システムの状態を示す比例定数である。

以上の結果より平均ビット誤り率 P_e を計算すると、

$$P_e = [2 \{ (1 + c\Gamma)^2 - c^2 \Gamma^2 (A^2 + B^2) \}]^{-1} \quad (13)$$

となる。

ここで、2波の平均受信CNRは等しいと仮定し、 Γ で表現している。

- 19 -

表 1

δ	A	B	$c\Gamma$ ($c\Gamma=1$)	P_e ($c\Gamma=10^6$) $\times 10^{-13}$
0	-0.1456	0	0.1256	5.108
0.01	-0.1455	-0.0047	0.1257	5.108
0.1	-0.1333	-0.0557	0.1256	5.107
0.2	-0.0864	-0.1181	0.1257	5.109
0.3	-0.0024	-0.1606	0.1258	5.133

以上くり返しゾーン数 N の場合の任意の2局から送信された場合を計算し、本発明の動作を数値により説明したが、くり返しゾーン N の場合は、 N 個の無線基地局 $6-1 \sim 6-n$ より送信された送信波のダイバシティ効果も同様に計算することができる。したがって、 N 種類の拡散信号を準備すればよいことがわかった。

以上の結果から、本発明をさらに一般化した場合に、送信局の回路に要求される諸条件を示すと、

第3図は本方式にもとづき、(1)式ないし(6)式において、

$$\omega_{c1} = \omega_{c2} = \omega_c$$

$$a_1 = a_2 = a$$

$$\omega_2 / \omega_1 = 3$$

として、平均搬送波電力対雑音電力比($c\Gamma_0$)対平均ビット誤り率(P_e)特性の例を、 $Z_1 = a_1 / \omega_1$ をパラメータとして計算した結果を示したものである。図中において、 $Z_1 = Z_2 = 0$ の曲線が、角度変調信号を重畳しない場合であり、 $Z_1 = 2.40$ 、 $Z_2 = 0.80$ の曲線が、本発明による角度変調信号を重畳した場合であって明らかに角度変調信号を重畳した場合に、顕著な平均ビット誤り率の低下が得られる。

なお、上記の条件で、かつ $\omega_{c1} - \omega_{c2}$ がデータの繰り返し周期に比べて十分小さいときの A 、 B の値と平均ビット誤り率 P_e を表1に示す。搬送波周波数の2つの基地局間でのずれは、それがデータの繰り返し周期に比べて十分小さいとき誤り率にほとんど影響しない。

- 20 -

1) ベースバンド信号と拡散用の発振器出力とを混合する場合に、互いに他に妨害を与えないように整合されていること。

2) 拡散用の発振器出力の周波数成分には、ベースバンド信号と同一の周波数成分は含まないこと。

3) 拡散用の発振器出力波形に三角波、矩形波などの単一正弦波以外の波形を含んでもよいが、この場合にも上記1)および2)の条件を満足することが必要である。

4) 拡散用の発振器 $11-1 \sim 11-n$ の出力レベルは、各々ほぼ等しいことが望ましい。ただし、これは絶対条件ではなく、システムにより許容値は変化する。

5) ベースバンド信号および拡散用の発振器の出力信号を一般的な表現で表わせば、ベースバンド信号は、

$$s(t) = \sum_{i=1}^n a_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (14)$$

- 21 -

- 22 -

拡散用の発振器の出力信号は、

$$s_d(t) = \sum_{i=1}^n b_i \sin(\omega_{0i}t + \phi_i) \quad (15)$$

となる。ここで、

a_i は角周波数 ω_i の信号成分の振幅、

b_i は各周波数 ω_{0i} の信号成分の振幅、

θ_i および ϕ_i はそれぞれ時間 $t=0$ のときの位相角である。ここで前記の 2) および 3) の条件を満足するためには、すべての i, j に対し

$$\omega_i < \omega_{0j} \quad (16)$$

または、

$$\omega_{0j} < \omega_i \quad (17)$$

を満足させる必要がある。

前記の 2), 3) および 4) の条件を満足する各周波数成分を表示すると、第 4 図に示すようになる。(a) のベースバンド信号の周波数成分が 0.3 ないし 3.0 KHz である場合には、拡散用の発振器の出力の周波数成分は (b) または

(c) に示すように、(a) に示したベースバンド信号の周波数成分とは異なる周波数成分、たとえば (b) に示すように 0.1 ないし 0.2 KHz または (c) に示すように 3.3 KHz ないし 4.0 KHz としなければならない。

このような場合には、第 1 図に示した回路構成は、第 5 A 図または第 5 B 図に示すような回路構成にする必要がある。

すなわち、第 4 図 (c) に示すように、ベースバンド信号の周波数成分よりも高い周波数の拡散用の信号をミキサ 13 に印加する場合には、第 5 A 図に示すように、ベースバンド信号源 10 A には、ベースバンド信号器 31 の出力はバンドパス・フィルタ 32 を通して帯域を、たとえば 0.3 ないし 3.0 KHz に制限し、拡散用の発振器 11 A としては、拡散信号器 41 の出力をハイパス・フィルタ 42 を通して、その出力の周波数成分を、たとえば 3.3 ないし 4.0 KHz にして、ミキサ 13 に印加する。

同様に、第 4 図 (b) に示すように、ベースバ

- 23 -

ンド信号の周波数成分よりも低い周波数の拡散用の信号をミキサ 13 に印加する場合には、第 5 B 図に示すように、発振器 11 B にローパス・フィルタ 43 を用いて、その出力周波数の成分を、たとえば 0.1 ないし 0.2 KHz に制限して、ベースバンド信号の周波数成分と重複することがないようにする。

ベースバンド信号の周波数成分がさらに複雑な場合を第 6 図に示している。(a) に示すように、各種の周波数成分をベースバンド信号が含んでいる場合には、この (a) に示したベースバンド信号の周波数成分と重複しない (b) や (c) に示すような周波数成分の信号を拡散用の発振器の出力とするようにフィルタを選択すればよい。

第 5 A 図および第 5 B 図においては説明の都合上 1 つの送信局についてのみ示したが、他の送信局についても、ベースバンド信号の周波数成分とは重複しない周波数成分の拡散用の信号をミキサに印加することは、以上の説明から明らかであろう。

- 25 -

- 24 -

以上の説明では各ゾーンに無線基地局 6 を 1 個または複数個設ける場合を説明した。しかし、1 つのゾーンにまとめて複数個 (m 個) 設置することにより、下記のメリットが得られる。すなわち 1 つのゾーン周辺で大きなビル等、地形地物の妨害により他の無線基地局からの送信電力が満足に伝わらず、所期のダイバシティ効果が得られない場合に効果的である。

1 個の基本群に N 個のゾーンが含まれ、その各ゾーンのそれぞれに m 個の無線基地局をまとめて設置する場合には、拡散用の発振器 11 の周波数の種類は $m \times N$ 個準備しなければならない。

[発明の効果]

以上説明したように、小ゾーン構成を用いる移動通信システムに本発明を適用することにより、経済的な機器構成で、伝送帯域上の制限を加えることなく、信号伝送特性を顕著に改善することができるという利点があり、本発明の効果は極めて大きい。

- 26 -

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の実施例の複数局同時送信方式の場合の送信局側の回路構成図、

第2図は本発明の実施例に用いられる従来からある受信局の回路構成図、

第3図は本発明の実施例の平均ビット誤り率を示す特性図、

第4図は本発明を実施する場合の周波数成分を示す図、

第5A図および第5B図は第4図に示した場合の送信局の回路構成図、

第6図は本発明を実施する場合の他の周波数成分を示す図、

第7A図および第7B図は、従来からある各種のくり返しゾーン数の場合のゾーン構成を示す図である。

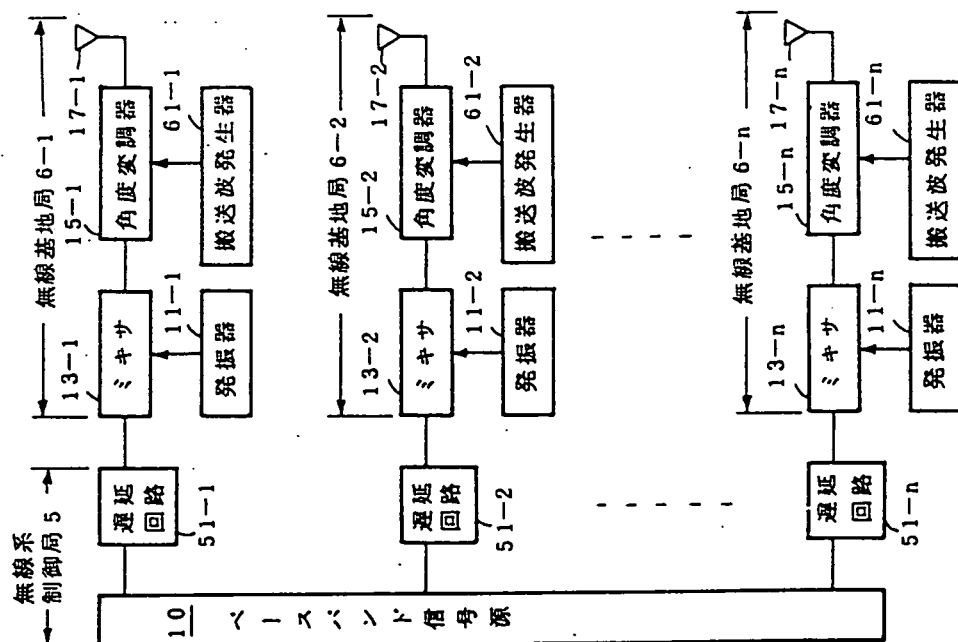
5…無線系制御局 6, 7…無線基地局
10, 10A…ベースバンド信号源
11-1~11-n, 11A, 11B…発振器
13-1~13-n…ミキサ

15-1~15-n…角度変調器
17-1~17-n…送信アンテナ
20…受信アンテナ
22…バンドパス・フィルタ
23…リミタ
25…ディスクリミネータ
26…ローパス・フィルタ
27…復号器 28…データ出力端子
31…ベースバンド信号器
32…バンドパス・フィルタ
41…拡散信号器
42…ハイパス・フィルタ
43…ローパス・フィルタ
51-1~51-n…遅延回路
61-1~61-n…搬送波発生器。

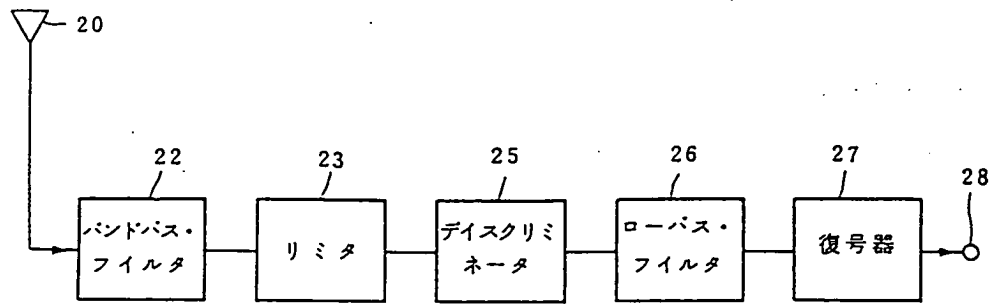
代理人 内 田 公 三

- 27 -

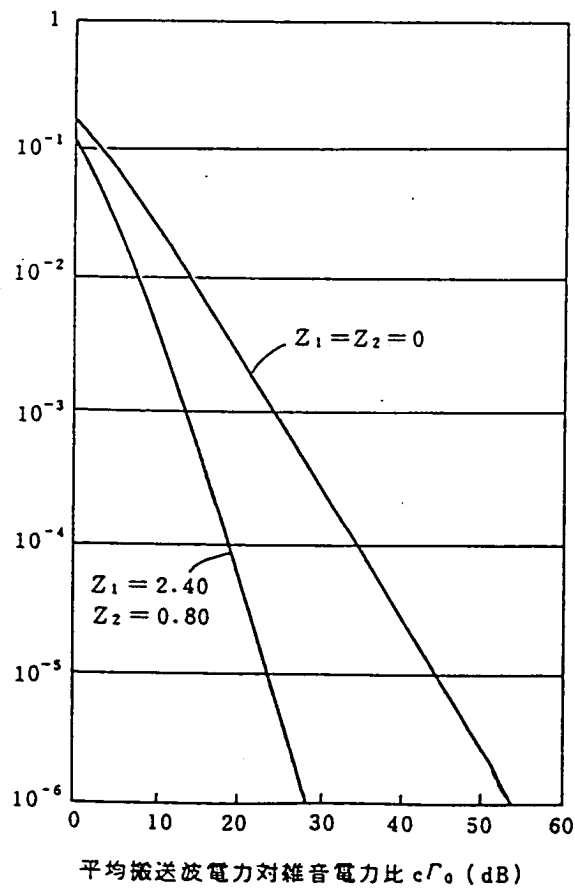
- 28 -



第1図

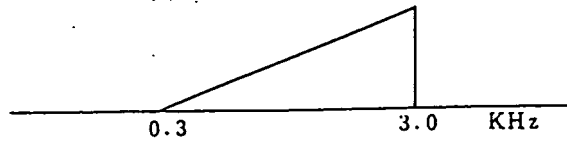


第 2 図

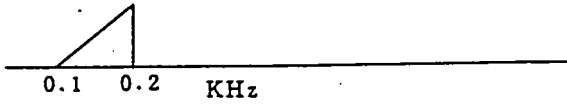


第 3 図

(a) ベースバンド信号の周波数成分



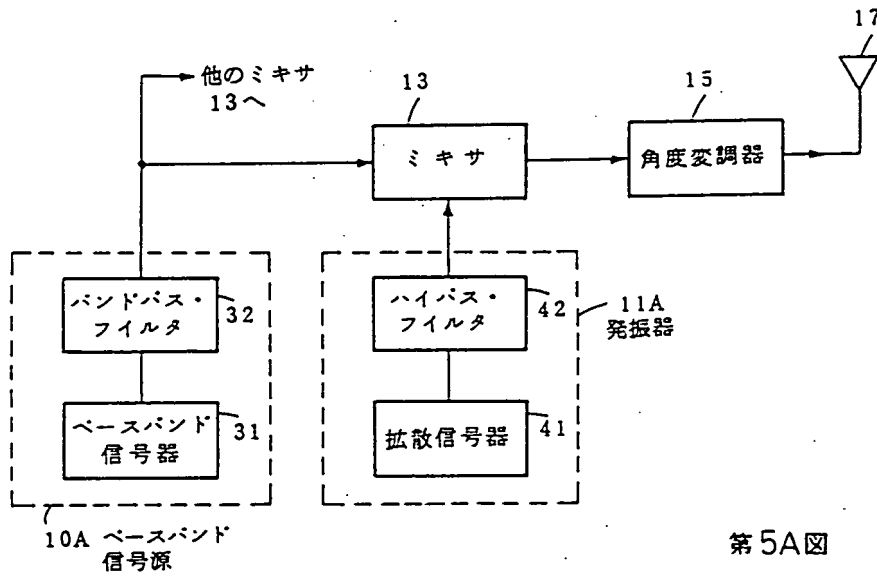
(b) 拡散用の発振器の出力の周波数成分



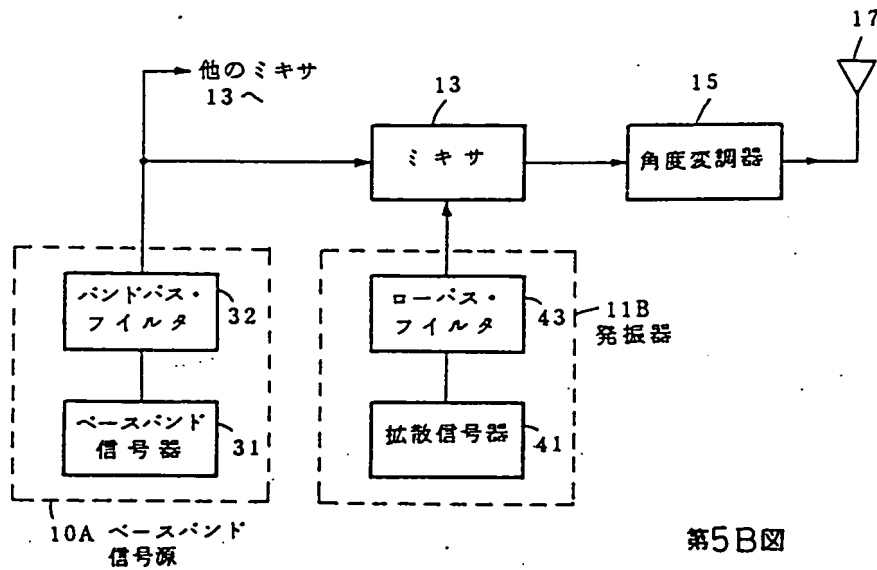
(c) 拡散用の発振器の出力の周波数成分



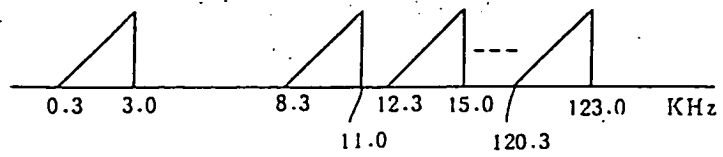
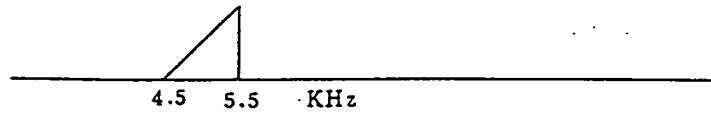
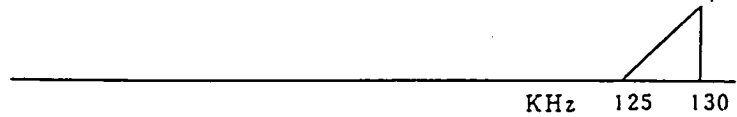
第4図



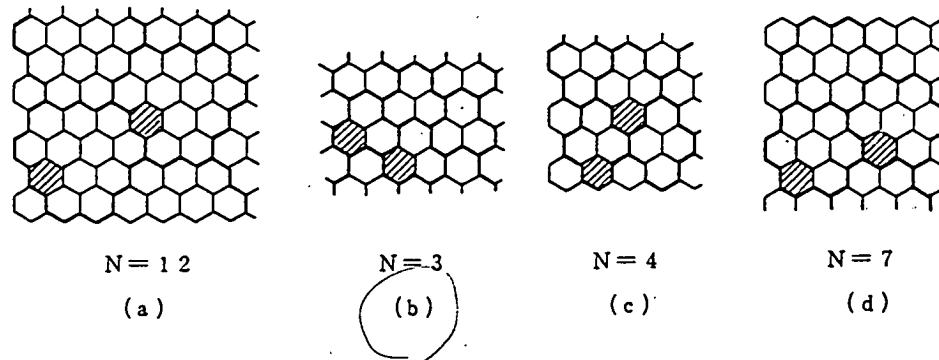
第5A図



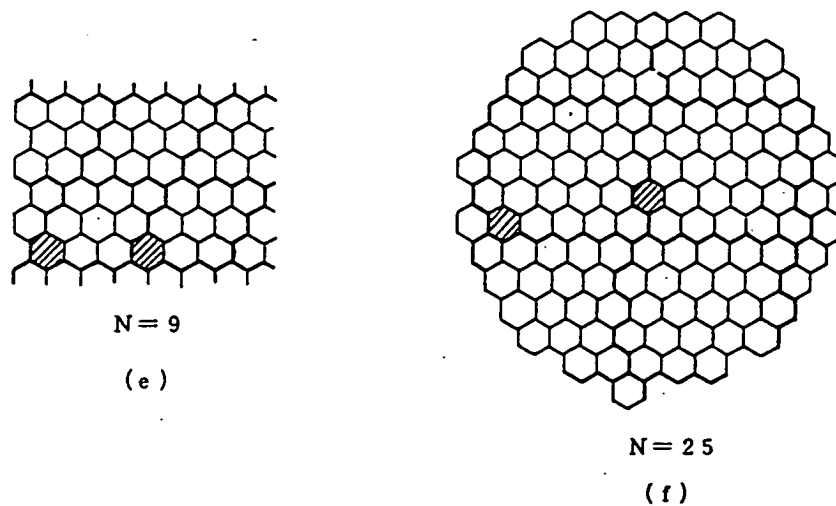
第5B図

(a) ベースバンド信号の
周波数成分(b) 拡散用の発振器の
出力の周波数成分(c) 拡散用の発振器の
出力の周波数成分

第 6 図



第 7A 図



第 7B 図

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.